

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.06.022

# 基于 EKF 的虚拟磁链预测模型及其逆变器控制\*

王 郑 陈其工 高文根 王 瑜

(安徽工程大学 安徽检测技术与节能装置省级实验室 芜湖 241000)

**摘 要:**虚拟磁链具有计算简单,易于数字化操作的优点,在交流检测应用中备受关注。但受其本身计算的缺点,对电网电压进行积分时引起的直流偏置与积分饱和现象,严重影响空间矢量定向的精确性。同时无论如何简化控制环节计算延时与检测误差在所难免,导致控制时刻电压并非检测时刻电压,对控制效果有一定影响。该控制方案在检测电压信号的过程中加入虚拟磁链技术,设计了虚拟磁链观测器取代锁相环技术,有效的消除了积分时引起的直流偏置与积分饱和现象。同时推出利用卡尔曼滤波的优秀跟踪预测特性拟合采样电压的虚拟磁链优化算法。仿真实验表明优化算法可以有效的减小谐波畸变,减少系统单周期控制时间。对观测器与算法的仿真研究,表明优化算法的观测器能消除积分饱和现象,消除直流分量对精确定向的影响,消除控制环的延时对系统输出造成的影响,提高系统控制精度和稳定性。

**关键词:**虚拟磁链优化算法;直流偏置;并网逆变器;卡尔曼滤波

**中图分类号:** TM464; TN707      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 470.4031

## Virtual flux prediction model based on EKF and its inverter control

Wang Zheng Chen Qigong Gao Wengen Wang Yu

(Anhui Key Laboratory of Detection Technology and Energy Saving Devices, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China)

**Abstract:** Virtual flux has the advantages of simple calculation and easy to digital operation, which has attracted much attention in the application of alternating measurement. But due to the defect of the calculation, the direct-current bias and the integrator saturation phenomenon caused by the integration of the grid voltage are seriously affecting the space vector orientation. In the process of the voltage measurement, the control method is added to the virtual flux technology. A virtual flux observer is designed, which is used to replace the traditional Phase-Lock technology. The direct-current bias and the initial integration error are effectively eliminated. Besides, the virtual flux optimization algorithm is derived, and the extended Kalman filtering in imitation system is used to imitate the sampling voltage. The method can effectively reduce the harmonic distortion and the time of single cycle control. The simulation of the observer and the algorithmic demonstration show that the observer optimized by algorithmic can eliminate the phenomenon of integral saturation, and the influence of direct-current bias on the precision orientation, and improve the dynamic performance and control precision of the system.

**Keywords:** virtual flux optimization algorithm; direct-current bias; grid-connected inverters; extended Kalman filtering

## 1 引 言

开关三相逆变器控制方法主要分为两大类:电压定向型和直接功率型。其中各自具有代表性的方法分别为电压定向矢量控制的方法(VOC)和直接功率控制方法

(DPC)<sup>[1-2]</sup>。两种方法需要多方面检测电网中的物理量,采用多传感器收集数据,提升了对集成电路的要求,成本和系统复杂度也相对提高,此外测量误差是不可避免的,对于一个完整的三相逆变器,它需要全面的保护措施。无论是对本身的功率元器件还是负载来说,这些保护措施都需要实时采集大量的信息。引入拟合电压的虚拟磁

收稿日期:2017-01      Received Date: 2017-01

\* 基金项目:国家 863 计划项目(2015AA050608)、芜湖市科技计划重大项目(2014zd23)资助

链技术,依靠少量高精度传感器采集必要的信息进行估算,避免了多传感器带来的互不相关的测量误差,简化系统结构的同时增强了系统运作的实时性。

基于 SVPWM 的三相逆变器需要实时监测大电网电压电流等物理量来计算空间矢量,根据开关表来控制开关管通断,影响逆变器输出跟踪电网电压。传统的电压电流传感器,成本居高不下,体积也过于庞大,安装不易,不利于工程实践。使用电压拟合的虚拟磁链技术,通过霍尔电流传感器采集电流信息,经过算法优化,拟合成电压信息,传递给执行机构,进行开关管动作的判断。该方法避免了谐波分量和传感器的测量的固有误差带来的影响,同时优秀的算法预测特性消除了系统运行时的运算环节的延时,提高运算的准确性和实时性。

针对虚拟磁链的计算,使用纯积分环节存在的固有误差不可避免<sup>[3]</sup>。AD 芯片采样时难免会固有的产生微小的直流偏置,从而会导致积分饱和现象。不仅如此,积分时如若初始相位并非  $\pm n/2$ ,也将导致产生与相位偏差所产生的直流分量。

融入虚拟磁链进行的逆变器控制方法研究也比较广泛。缺点也较为明显,虽然考虑到控制环中矩阵转换的计算繁杂性,但未根源性的解决控制环延时效果。提出的解决办法也只是减少运算环节,但也会带来降低检测转换数据的精准性,从而降低了控制的精度。同时忽略了逆变器运行中存在的测量噪声和 EMI 噪声的影响。虚拟磁链虽然有一定的滤波功能但并无法完全排除这些噪声带来的影响。从仿真结果也可以看出,实际的效果也并不明显,也存在这波形畸变的问题。

本文在文献[3]的基础上提出一种基于卡尔曼滤波的拟合电压模型磁链的三相逆变器控制方法。通过卡尔曼滤波具有的预测与最优计算特性,提升了控制的实时性与检测数据的准确性<sup>[4-11]</sup>。并通过 MATLAB/Simulink 仿真平台分别进行经卡尔曼滤波算法优化的磁链观测器的仿真和整合优化算法的三相逆变闭环系统的仿真;从实验结果可看出磁链观测器实现了稳态无误差的磁链跟踪,算法优化预测也实现了电压的稳态跟踪预测,逆变器的输出电压相较于无优化的控制方法,电流波形谐波含量更小,正弦度好。

## 2 基于 SVPWM 的逆变器控制模型分析

脉冲宽度调制技术依据微分等效面积法,单个载波周期内,包含多个调制周期,利用单个调制周期等幅值变占空比的方法改变电压均值,每个调制周期的均值电压依据载波的规律变换,使用这种微分合成的方法在一个载波周期内来调制合成载波。SVPWM 技术基本思想上,但是在具体操作上更加符合数字控制的做法。检测

输出电压,依据开关管的开关状态合成完整的矢量图,将实时监测的电压在图谱中展开,从而判断开关管的开关状态,再依据相应的开关表,指导控制芯片对所有桥臂的开关管进行控制。

依据上述分析, SVPWM 技术在具体执行上首先是检测电压经过矢量图的分解判断相应的矢量的工作时间与状态,并根据开关表的查询指导开关管的操作。相较于 SPWM 来说, SVPWM 在直流利用率上要优秀很多。从实施方式角度来说, SVPWM 技术更利于数字化控制。同时可优化的角度也有很多,本文不做过多赘述。

如图 1(a)所示,是基于虚拟磁链的电压定向矢量控制(VFVOC)模型,控制方法思路是通过采集交流输出的电流电压信号,通过转换矩阵后将电压信号经过虚拟磁链计算出相角,再根据相角计算出对应的电压矢量,并通过开关表查询控制逆变器输出<sup>[6]</sup>。该方法缺点是计算较为复杂,虽摆脱了锁相环,但是该控制方法中存在着多次的矩阵转换,克服这一缺点,将有效的提高系统检测速度和控制效率。提高系统的瞬态响应速度。

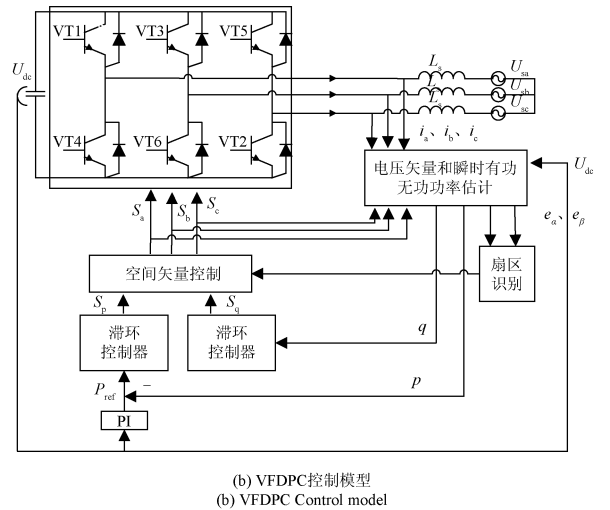
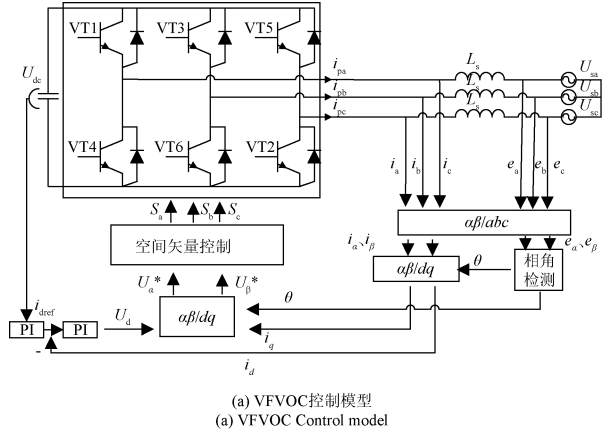


图 1 三相电压型并网逆变器控制模型

Fig. 1 Control model of three-phase voltage type grid connected inverter

为了摆脱多传感器的测量误差和带来的系统复杂度的影响,转而采用拟合电压的虚拟磁链技术结合 DPC,即提高了检测的精确度,又提升了控制的实时性。DPC 摆脱了电流电压的矩阵变换的繁琐计算,无需再进行坐标变换,将控制目标锁定为输出的瞬时有功无功功率的直接功率控制。为了简化电路,减少检测误差,减少电压传感器的使用,利用电流估测法来估计电压。但存在的另一个问题,检测的电流存在着噪声和谐波,这将影响整个系统的性能。为避免估计电压时的误差,提出了一种新型估测方法。方法使用的是提高采样频率,在一个开关周期内有多个采样周期,根据卡尔曼滤波的算法跟踪学习单个控制周期的每一个监测数据,在最后一个数据更新自身误差后,预测一个数据提供给系统,此时预测的数据消除了控制环计算的延时,预测开关管动作时刻的电压,再将其最优值带入系统中。此方法在传统的电压定向向量控制模型并不适用,其自身的采样率低,如若强行使用,将增加系统负担,影响系统的响应速度。控制模型如图 1 (b) 所示。

### 3 虚拟磁链优化算法

为了提高功率控制的快速响应,本文采用的是借鉴交流电机驱动控制上的直接转矩控制的基本思想的直接功率控制。而在此技术中,实时准确的磁链观测是控制方法的关键。本文参考直接转矩的观测模型,利用电压模型,相较于电流模型,电压模型具有良好的控制效果,计算方法简单清晰,但工程实践中还存在一定的问题。根据文献[1]虚拟磁链方程和相角检测公式如下:

$$\psi_i = \int (u_s - i_s R) dt \quad (1)$$

$$\begin{cases} \sin\theta = \frac{\psi_\beta}{\sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}} \\ \cos\theta = \frac{\psi_\alpha}{\sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\psi_i$  为虚拟磁链,  $\psi_\alpha$ 、 $\psi_\beta$  为静止两相坐标中的虚拟磁链,  $\theta$  为定向角,  $u_s$ 、 $i_s$  为电网电压电流。

由于虚拟磁链技术是由电压积分得到的,必须克服积分存在着直流偏置与饱和积分等现象,否则将同样影响控制的准确度。直流偏置出现的现象主要分以下两个方面:AD 采样可能存在着直流分量;从积分的数学运算中会出现的和积分初值相位相关的直流分量<sup>[2]</sup>。

AD 采样可能存在着直流分量,再小的直流分量,在没有积分的情况下可以忽略不计,但是当采用虚拟磁链时,这样的误差偏移会随着积分时间的增加而偏移量越来越大,其自我增强的机制最终会严重影响系统的定向精度。

从积分的数学运算中会出现的和积分初值相位相关的直流分量。公式如下:

$$\int_0^t A \sin(\omega t + \theta_0) dt = -\frac{A}{\omega} \cos(\omega t + \theta_0) + \frac{A}{\omega} \sin(\theta_0) \quad (3)$$

由式(3)可见,只有当  $\theta_0 = \pm \pi/2$  时,结果中才不会出现和积分初值相位相关的直流分量。就算我们控制时间在  $\theta_0 = \pm \pi/2$  时刻积分,但是无法准确,极小的偏移,也会影响到虚拟磁链的精确度。

对 AD 的采样环节存在的误差分析后,决定采用优化拟合电压的方法消除不利影响。该方法结合了卡尔曼滤波和模拟电压法,准确的拟合电压,提供准确的实时的采样数据。

拟合电压法主要是为了简化电路,减少检测误差,减少电压传感器的使用。具体公式如下:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$p = L \left( \frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) +$$

$$U_{dc} (S_A i_a + S_B i_b + S_C i_c) \quad (5)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 3L \left( \frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - \right.$$

$$\left. U_{dc} [S_A (i_b - i_c) + S_B (i_c - i_a) + S_C (i_a - i_b)] \right\} \quad (6)$$

式中:  $U_{\alpha,\beta}$  为电压两相静止坐标,  $i_{\alpha,\beta}$  为电流两相静止坐标,  $i_{a,b,c}$  为三相电流,  $p$ 、 $q$  分别为有功无功功率,  $U_{dc}$  为直流母线电压分量,  $S_{A,B,C}$  为开关信号。

采样使用单周期多采样的方式,结合卡尔曼滤波的优秀跟踪预测功能,将采样的数据作为学习数组,跟踪采样数据,在不断的优化跟踪性能中,滤除存在的噪声,预测采样最后数据后一采样时刻的电压,即开关动作执行时刻电压,同时传递给执行程序,作为实时的采样数据。这样既降低了输入噪声对观测值的影响,同时实时预测开关管动作时的真实数据,依据正式数据做出更加准确的开关动作。卡尔曼滤波的预测与自我更新机制步骤如下,具体算法如图 3 所示,均方误差预测<sup>[11-13]</sup>:

$$P_k = A_k \cdot p \cdot A_k' + Q_k \quad (7)$$

计算卡尔曼滤波增益:

$$H_k = P_k C_k' \cdot inv(C_k \cdot P_k \cdot C_k' + R_k) \quad (8)$$

更新状态预测:

$$x_k = A_k x_k + H_k \cdot (y_k - C_k \cdot A_k \cdot x_k) \quad (9)$$

更新预测状态预测:

$$X_k = x_k \quad (10)$$

更新预测均方误差初值:

$$p = (1 - H_k C_k) \cdot P_k \quad (11)$$

式中:采样数组共  $k$  个数据,  $P_k$  为均方误差,  $A_k$  为转移矩阵(由状态空间平均建模法分析得出),  $p$  为误差初

值,  $Q_k$  为系统噪声矩阵,  $H_k$  为卡尔曼滤波增益矩阵,  $C_k$  为量测矩阵,  $R_k$  为测量噪声矩阵,  $x_k$  为状态预测值,  $X_k$  为状态预测记录值,  $y_k$  为测量值。

从预测与自我更新机制步骤可以看出, 卡尔曼滤波器的一个更新循环可以分为两个步骤: 预测更新与误差更新。预测更新包括对状态值的提前预测和对均方误差的提前预测。误差更新包括计算卡尔曼滤波增益、更新均方误差和更新状态值的估计值。所以这两个步骤又可称为预测与校正。反复循环自我更新, 充分合理的利用观测值提高预测精准度, 预测最后时刻, 即开关管运作时刻的瞬时数值, 传递给系统后, 达到实时操作的效果<sup>[13]</sup>。

对积分数学运算中会出现的和相位初值误差, 参考文献[3]提出采用带通滤波器解决均在的误差问题。同时使用滤波器就需要先确定截至频率系数  $K$ 。首先由高通滤波器串联低通得到的带通滤波器并不是纯积分环节了, 与纯积分环节存在误差。误差比值由式(12)得知。

$$\frac{1/s}{[1/(s + K_1 \cdot \omega_c)] [s/(s + K_2 \cdot \omega_c)]} \quad (12)$$

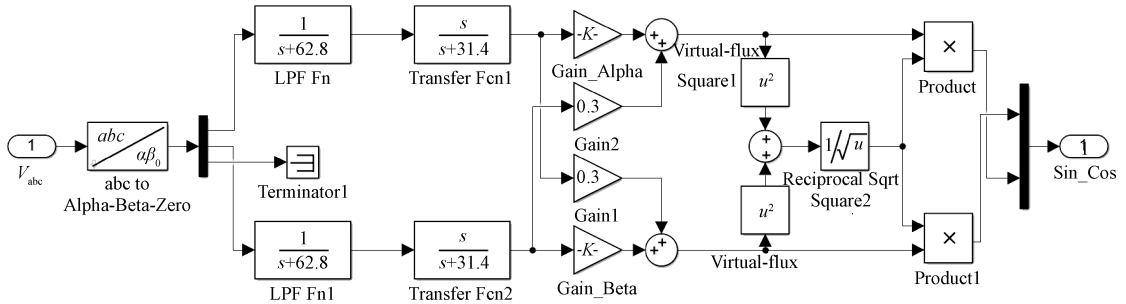


图 2 虚拟磁链算法

Fig. 2 Block diagram of virtual flux linkage algorithm

式中:  $K_1$ 、 $K_2$  为滤波器的截至频率系数,  $\omega_c$  为电网电压频率。

根据文献[6]得知误差的补偿公式为:

$$\begin{cases} \psi_\alpha = (1 - K_1 \cdot K_2) \cdot \psi'_\alpha + (K_1 + K_2) \cdot \psi'_\beta \\ \psi_\beta = (1 - K_1 \cdot K_2) \cdot \psi'_\beta - (K_1 + K_2) \cdot \psi'_\alpha \end{cases} \quad (13)$$

由补偿式(13)得:

$$\begin{cases} \psi_\alpha = e_\alpha \cdot \frac{1}{s + K_2 \cdot \omega_c} \cdot \frac{s}{s + K_2 \cdot \omega_c} \cdot (1 - K_1 \cdot K_2) + e_\beta \cdot \frac{1}{s + K_2 \cdot \omega_c} \cdot \frac{s}{s + K_2 \cdot \omega_c} \cdot (K_1 + K_2) \\ \psi_\beta = e_\beta \cdot \frac{1}{s + K_2 \cdot \omega_c} \cdot \frac{s}{s + K_2 \cdot \omega_c} \cdot (1 - K_1 \cdot K_2) + e_\alpha \cdot \frac{1}{s + K_2 \cdot \omega_c} \cdot \frac{s}{s + K_2 \cdot \omega_c} \cdot (K_1 + K_2) \end{cases} \quad (14)$$

其中根据文献[3], 考虑到时间因素,  $K_1$  选择 0.2 ~ 0.3,  $K_2 = 0.5K_1$ 。所以选择  $K_1 = 0.2, K_2 = 0.1$ 。虚拟磁链的算法如图 2 所示。卡尔曼滤波算法如图 3 所示。

```
for k=1:10
    Pk=Ak*p*Ak'+Qk;%滤波方程3
    Hk=Pk*Ck'*inv(Ck*Pk*Ck'+Rk);%滤波方程2
    yk=A(k);%观测值
    xk=Ak*xk+Hk*(yk-Ck*Ak*xk);%滤波方程1
    x(k)=xk(1);%记录估计值
    p=(eye(2)-Hk*Ck)*Pk;%滤波方程4
end
```

图 3 卡尔曼滤波算法

Fig. 3 Kalman filtering algorithm

## 4 软件仿真分析

本文根据上述理论进行软件的仿真。仿真中的主要参数如下:

$$U_{dc} = 380 \text{ V}, L_s = 0.5 \text{ H}, R = 50 \Omega$$

首先在电流中人为的增加 6% 的直流偏置, 无补偿的虚拟磁链如图 4(a) 所示, 已经能够消除直流偏置, 但稳态误差还不满足需求。为降低稳态误差, 快速跟踪虚拟磁链真实值, 采用改进的添加补偿公式的虚拟磁链观测器如图 4(b) 所示, 同样采用在电流中人为的增加 6% 的直流偏置, 改进后的算法能够消除直流偏置的同时快速跟踪磁链真实值, 降低稳态误差, 改善系统运行性能。

在加入虚拟磁链补偿算法改进后的确提高了系统的快速跟踪性, 降低了系统稳态误差, 但考虑到系统的控制环延时, 在软件方针中需要体现出来。在仿真中加入  $10^{-6}$  s 的延时, 依据 DSP 的 CPU 工作频率, 计算可得  $10^{-6}$  可运行约 6 333 条汇编指令基本满足控制环的延时。在加入延时后电压波形如图 5 中虚线所示, 虽然满足了快速跟踪性的要求, 但是在电压波形上由于延时的存在, 电压存在一定畸变, 同时电压幅值变化多, 不够稳定, 稳态误差大。同时在起始位置可以看出, 随着延时的带入,

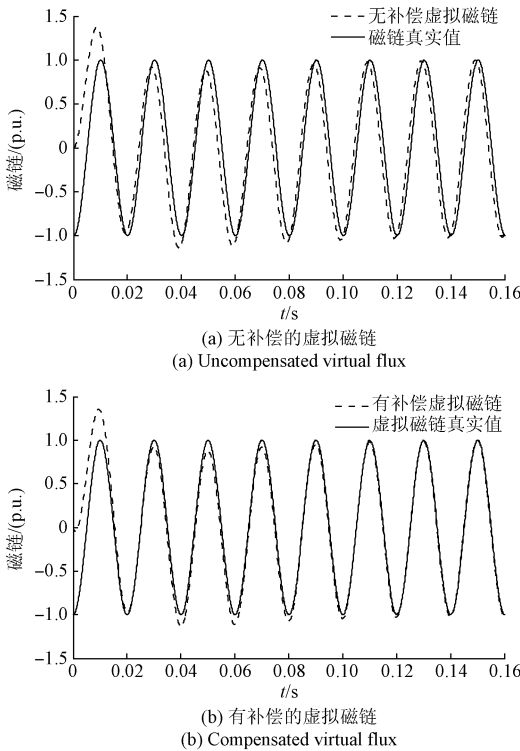


图 4 虚拟磁链仿真波形  
Fig. 4 Virtual flux simulation waveform

即控制算法的复杂度增加,存在一定的操作延时,这样对于系统的快速响应也会带来一定的问题。为消除这种延时带来的误差,应用卡尔曼滤波算法带入控制环中。控制效果如图 5 中实线所示,改进后电压波形畸变减少,较改进前正弦度好,电压幅值稳定。

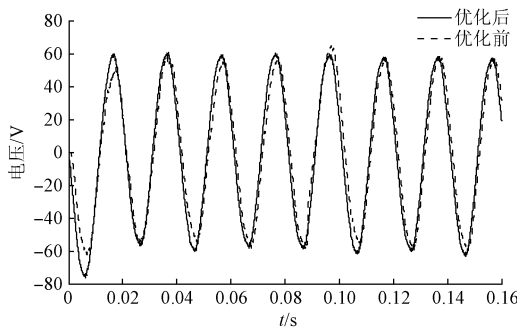


图 5 有补偿的虚拟磁链算法改进前后电压波形  
Fig. 5 The voltage waveform before and after improvement of the virtual flux algorithm with compensation

使用新算法后,可以明显看出,消除稳态误差后电压波形畸变改善许多,使用卡尔曼滤波的电压正弦度更好,实时跟踪预测效果明显。新算法不仅消除直流偏置,同时有卡尔曼滤波的加入使得观测器能够更加准确的跟踪实际值,改善了系统的运行性能。卡尔曼滤波跟踪仿真

波形如图 6 所示。采样电流经过式(4)的计算,替代了电压传感器,模拟出电压数值,再将电压模拟值传输给卡尔曼滤波系统。系统采用,单周期内多采样点,采集得到的数据再通过卡尔曼滤波能在不断的自我更新中给出最后准确的预测值,同时合理的安排采样点之间的间距时间,可以最终预测下一采样时刻应得数据,采样时间可根据控制环软件的计算延时得到。仿真实验中在输出时刻加入  $10^{-6}$  s(约 6 333 条汇编指令)的延时,同时在卡尔曼滤波的采样点时间设置为  $10^{-7}$  s(采样频率为 10 MHz,采用 AD9629 模数转换芯片,既满足时间要求,又满足成本需求),采样 10 个点后预测下一个时刻的数据,时间正好覆盖了控制环的延时,达到实时控制的效果。如图 6(a) 所示采样 10 个点后预测一个数值,图中 \* 号为预测点。每个滤波周期都为单独的数据学习周期。以之前一个周期预测的数值为起始,再加上后期采样的 9 个点为学习数据,最后预测一个数值供控制环使用。从图 6(a) 中看出滤波效果明显,预测数据具有代表性。如图 6(b) 所示单个周期内的数据点存在波动,添加的滤波算法将采样坏点剔除,同时给出一个较为准确的预测值,从延时上优化了控制算法的实时性。优化算法滤波效果明显,表现出卡尔曼滤波的去除坏点和预测的特性,消除了控制算法延时的同时消除了采集数据中的坏点,从图中不难看出经过优化的控制算法抗干扰性强,实时性好等特点。作用于实时的运作系统其闭环稳定性更好。

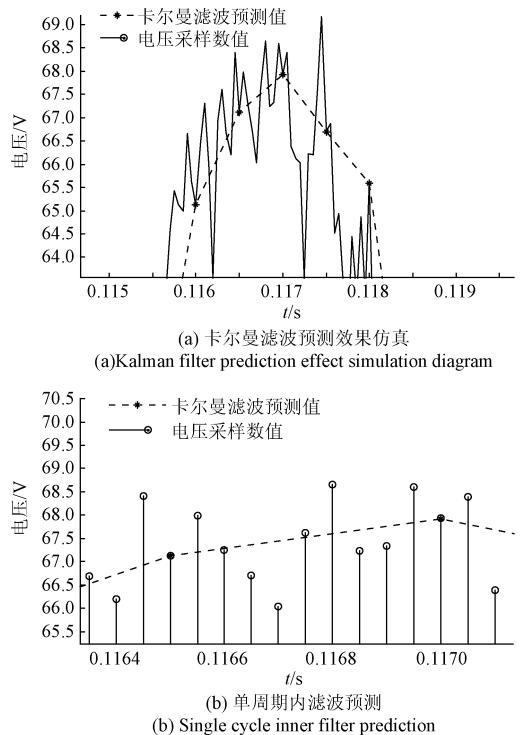


图 6 卡尔曼滤波优化输出波形

Fig. 6 The optimal output waveform of Kalman filtering

## 5 结 论

本文在虚拟磁链电压积分算法的基础上,设计了基于卡尔曼滤波的拟合电压的虚拟磁链功率控制方法。改进了之前算法在电压积分上的缺点的同时,加入卡尔曼滤波算法克服系统控制环延时。改进的虚拟磁链优化算法在实时性上得到保证,对采集数据也进行整合,完成预测功能,提高系统的实时性,消除延时,简化计算带来的误差,消除硬件检测的固有误差,提高了控制系统的稳定性,提高了逆变器的运行性能。同时利用仿真平台手段,验证算法可行性,仿真结果也表明算法在人为模拟实际情况的干扰、延迟的情况下不受影响,能够良好的保证波形的快速跟踪、较低的稳态误差和较好的波形正弦度。因此在实际的并网逆变器应用中使用优化的EKF虚拟磁链预测模型能够使用霍尔型电流传感器再结合精度较高的模数转换器件,仅仅采集电流参数依据公式模拟电压参数,这样采用软件方法替代了耗散功率较大的电压传感器,再通过算法优化排除软件的控制环延时的影响,降低了系统的复杂度,减小了系统体积,提高了便捷性,能够有效降低系统成本,具有良好的实际应用前景<sup>[14-18]</sup>。

## 参考文献

- [ 1 ] BIAN C, SHI C, SONG C, et al. Study of the control system of three-level PWM rectifier based on virtual flux oriented [ C ]. International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics, 2011: 53-56.
- [ 2 ] RAZALI A M, RAHMAN M A. Virtual grid flux oriented control method for front-end three phase boost type voltage source rectifier [ C ]. Electrical & Computer Engineering, IEEE, 2012: 1-4.
- [ 3 ] 张星, 瞿文龙, 陆海峰. 一种能消除直流偏置和稳态误差的电压型磁链观测器 [ J ]. 电工电能新技术, 2006, 25(1): 39-43.  
ZHANG X, QU W L, LU H F. Method for elimination of DC offset and steady state error for voltage module flux observer [ J ]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2006, 25(1): 39-43.
- [ 4 ] BECCUTI A G, MARIETHOZ S, CLIQUENNOIS S, et al. Explicit model predictive control of DC-DC switched-mode power supplies with extended kalman filtering [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1864-1874.
- [ 5 ] ZHANG Q, TONG Q, ZHANG H. An inductor current observer based on improved EKF for DC/DC converter [ C ]. International Symposium on Computer, Consumer and Control, IEEE, 2014: 892-895.
- [ 6 ] ANDRESEN M, LISERRE M, FUCHS F W, et al. Design of a grid adaptive controller for PWM converters with LCL filters [ C ]. Industrial Electronics Society, IECON 2015, Conference of the IEEE, 2015.
- [ 7 ] WON J H, SANG M S. EKF-based fault detection and isolation for FET of induction motor inverter [ J ]. 2015: 138-143.
- [ 8 ] DAN L, SANG M S. EKF-based fault detection and isolation for PMSM driver inverter [ C ]. International Conference on Control, Automation and Systems, IEEE, 2014: 1152-1157.
- [ 9 ] IDKHAJINE L, MONMASSON E, MAALOUF A. Extended Kalman filter for AC drive sensorless speed controller-FPGA-based solution or DSP-based solution [ C ]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010: 2759-2764.
- [ 10 ] KUNG Y S, HIEU N T. Simulink/Modelsim co-simulation of EKF-based sensorless PMSM drives [ J ]. IEEE International Conference on Power Electronics & Drive Systems, 2013: 709-713.
- [ 11 ] 童乔凌, 陶志威, 谢文, 等. 基于EKF的DC/DC转换器电感电流观测器 [ J ]. 华中科技大学学报: 自然科学版, 2013, 41(5): 48-51.  
TONG Q L, TAO ZH W, XIE W. Observers of inductor current of DC/DC converters using EKF [ J ]. Journal of Huazhong University of Science and Technology: Natural Science Edition, 2013, 41(5): 48-51.
- [ 12 ] 陈晨, 童乔凌, 谢文, 等. 基于改进EKF的DC/DC转换器电感电流观测器 [ J ]. 微电子学与计算机, 2014, 41(6): 48-51.  
CHEN CH, TONG Q L, XIE W. A DC/DC converter inductor current observer based on improved EKF [ J ]. Microelectronics & Computer, 2013, 41(5): 48-51.
- [ 13 ] 张磊. 基于卡尔曼滤波器的逆变器控制研究 [ J ]. 现代雷达, 2015, 37(5): 79-83.  
ZHANG L. A study of inverter control based on Kalman filter [ J ]. Modern Radar, 2015, 37(5): 79-83.
- [ 14 ] 张清鹏, 万健如. PWM整流器无电压传感器预测电流控制 [ J ]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(5): 817-823.  
ZHANG Q P, WAN J R. Predictive current control without voltage sensor for PWM rectifier [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(5): 817-823.
- [ 15 ] 党克, 郑玉浩, 严干贵, 等. 电网电压不平衡下光伏并网逆变器的同步技术 [ J ]. 仪器仪表学报, 2015, 36(1): 87-94.  
DANG K, ZHENG Y H, YAN G G. Synchronization technique of grid-connected PV inverter under unbalanced grid voltage. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(1): 87-94.
- [ 16 ] 田冠枝, 黄玉平, 司宾强. 新型PWM波故障保护与诊断电路设计 [ J ]. 电子测量技术, 2015, 38(9):

125-127.

TIAN G ZH, HUANG P Y, SI B Q. New type circuit design of fault protection and diagnosis for PWM [J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38 (9): 125-127.

[17] 孔德杰, 宋悦铭, 毛大鹏. 高精度中频双极性 PWM 信号发生器的 FPGA 实现 [J]. 国外电子测量技术, 2015, 34(11): 32-34.

KONG D J, SONG Y M, MAO D P. High-precision driver signal of if bipolarity PWM based on FPGA [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2015, 34(11): 32-34.

[18] 陈凯, 张杰. 重复控制逆变器并网电流控制技术研究 [J]. 中国测试, 2015, 41(3): 91-95.

CHEN K, ZHANG J. Research on the current control for grid-connected inverter using repetitive control method [J]. China Measurement & Test, 2015, 41(3): 91-95.

作者简介



王郑, 2011 年于安徽工程大学机电学院获得学士学位, 现为安徽工程大学在读硕士研究生, 主要研究方向为智能信息处理与应用。

E-mail: a18756990815@163.com

Wang Zheng received B. Sc. from Anhui Polytechnic University in 2011. Now he is M. Sc. candidate in Anhui Polytechnic University. His main research interest includes intelligent information processing and application.



陈其工, 分别在 1982 年、1988 年于浙江大学获得学士学位和硕士学位, 现为安徽工程大学教授, 硕士生导师, 主要研究方向为智能化测控技术、分布式微电网。

E-mail: qgchen@ahpu.edu.cn

Chen Qigong received B. Sc. and M. Sc. both from Zhejiang University in 1982 and 1988, respectively. Now he is professor and M. Sc. tutor in Anhui Polytechnic University. His main research interest includes intelligent measurement and control technology, and distributed micro-grid.



高文根, 2008 年于安徽工程大学获得硕士学位, 现为安徽工程大学副教授, 主要研究方向为智能化测控技术、电力电子技术。

E-mail: ahpuchina@ahpu.edu.cn

Gao Wengen received M. Sc. from Anhui Polytechnic University in 2008. Now he is associate professor in Anhui Polytechnic University. His main research interest includes intelligent measurement and control technology, and power electronic technology.